

## تقویت کننده پزشکی تمام مجتمع با قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند جهت دریافت سیگنال قلب

پرویز امیری<sup>۱</sup>، امین نقاش<sup>۲</sup>

### چکیده

یک تقویت کننده پزشکی جدید با قابلیت تنظیم پهنای باند فرکانسی و بهره و ولتاژ جهت دریافت سیگنال قلب به صورت مجتمع در فناوری ساخت  $0.13\mu\text{m}$  طراحی و در Star-Hspice2009 شبیه سازی شده است. این تقویت کننده از دو طبقه اولیه و ثانویه تشکیل شده است. تقویت کننده اولیه پهنای باند سیستم را تعیین می کند. این تقویت کننده توسط یک شبه مقاومت فرکانس قطع پایین زیر  $1\text{Hz}$  را در مدار محقق کرده است. شبه مقاومت های ساختارهای قبلی، در فناوری ساخت  $0.13\mu\text{m}$  مقدار اهمی حدود  $10^9$  را نشان می دهند که جهت تحقق فرکانس های قطع زیر  $1\text{Hz}$  کافی نیست. یک شبه مقاومت جدید پیشنهاد شده است که مقاومتی حدود  $10^{13}$  اهم را از خود نشان می دهد، شبه مقاومت پیشنهادی قابلیت تنظیم مناسبی نسبت به ساختارهای قبلی دارد. فرکانس قطع پایین تقویت کننده  $0.008\text{Hz}$  تا  $1\text{Hz}$  است. فرکانس قطع بالای سیستم با یک ساختار پیشنهادی قابل تنظیم می باشد. فرکانس قطع بالای تقویت کننده  $38\text{Hz}$  تا  $1160\text{Hz}$  است. جهت افزایش بهره و ولتاژ، تقویت کننده ی ثانویه ای طراحی نمودیم و با تغییر نسبت بازخورد خازنی، بهره ی آن را قابل تنظیم نمودیم. در نتیجه کنترل مناسبی بر پهنای باند و بهره ولتاژ انجام شده است. نویز ورودی برابر  $4\mu\text{V}$  و بهره ی ولتاژ سیستم بین  $45/\text{dB}$  تا  $60\text{dB}$  و توان مصرفی تقویت کننده پزشکی بین  $550\text{nW}$  تا  $835\text{nW}$  می باشد.

### کلیدواژه

تقویت کننده پزشکی، شبه مقاومت، تقویت کننده عملیاتی ترانسانا

### مقدمه

طراحی سیستم های پزشکی باید به محدوده ولتاژی و فرکانسی سیگنال های پزشکی توجه ویژه شود و سیستم مورد نظر با توجه به این مسئله طراحی شود. یکی از مهمترین سیستم های پزشکی سیستم های اخذ سیگنال های قلبی هستند. جهت دریافت سیگنال های قلبی پهنای باند و بهره ولتاژ تقویت کننده باید بگونه ای طراحی شود که محدوده فرکانسی و ولتاژی سیگنال قلب<sup>۳</sup> را تقویت نماید. علاوه بر این نویز قطعات و سیگنال های تداخلی اندام دیگر بدن سبب خراب شدن سیگنال اصلی می شوند از این رو ارائه ی یک تقویت کننده پزشکی کم نویز با ساختار تفاضلی همراه با فیلتراسیون مناسب اجتناب ناپذیر می باشد. بطور مثال همراه با سیگنال قلب مؤلفه های فرکانسی پایینی ناشی از حرکت ماهیچه ها دریافت می شود، که این سیگنال می تواند سبب به اشباع رفتن تقویت کننده پزشکی شود. به همین دلیل باید فرکانس قطع پایین سیستم کمتر از  $1\text{Hz}$  باشد و البته در عین حال نباید اطلاعات فرکانس های پایین سیگنال قلب از بین برود. از اینرو باید انتخاب مناسبی

امروزه استفاده از حساسه های پزشکی جهت دریافت سیگنال های پزشکی کاربرد فراوان دارند. این حساسه ها با دریافت سیگنال های پزشکی نقش مهمی در تشخیص بیماری های مختلف دارند. دریافت، ذخیره ی اطلاعات و انتقال آنها به مراکز پزشکی و همچنین طراحی حساسه هایی که بتوانند قابل کاشت در بدن باشند از کاربردهای اساسی حساسه های پزشکی است. از آنجایی که این حساسه ها باید قابلیت اتصال به بدن انسان را داشته باشند باید قابل حمل، سبک و توان مصرفی کم داشته باشند. مهمترین بخش در طراحی حساسه های پزشکی تقویت کننده پزشکی آن است که تاثیر مهمی در دریافت صحیح سیگنال دارد. نکاتی که در طراحی این تقویت کننده وجود دارد به ویژگی ذاتی سیگنال وابسته است. زیرا سیگنال های پزشکی قسمت های مختلف بدن از لحاظ دامنه و فرکانس با هم متفاوت هستند. مسلماً در

<sup>۱</sup> استادیار دانشکده برق، دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی، Pamiri@srutu.edu

<sup>۲</sup> کارشناسی ارشد برق الکترونیک، دانشگاه شهید رجایی

<sup>۳</sup> Electrocardiogram (ECG)

مقاومت بزرگ برای دسترسی به فرکانس قطع پایین قابل تنظیم است. از اینرو به ساختاری از شبه مقاومت نیاز داریم که قابلیت کنترل مناسب را داشته باشد. در این راستا یک ساختار جدید از شبه مقاومت در این مقاله ارائه می‌شود که علاوه بر مقدار اهمی مناسب قابلیت تنظیم بسیار خوبی دارد. همچنین روش مناسبی برای کنترل کردن فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده و بهره‌ی ولتاژ تقویت‌کننده پیشنهاد می‌گردد.

## طراحی یک تقویت‌کننده پزشکی با قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند جهت دریافت سیگنال قلب

### شرایط کلی تقویت‌کننده پزشکی مجتمع جهت دریافت سیگنال قلب

سیگنال قلب ناشی از فعالیت الکتریکی قلب می‌باشد و معیار مناسبی جهت بررسی و تشخیص بیماری‌های قلبی است. دامنه‌ی سیگنال قلب با توجه به اینکه الکترودها را به کدام قسمت بدن وصل می‌کنیم متفاوت است، ولی معمولاً دامنه‌ی سیگنال قلب بین  $80\mu\text{V}$  تا  $2\text{mV}$  است [۷]. پهنای باند مناسب برای این سیگنال به کاربرد ما بستگی دارد. بطور مثال هرگاه بخواهیم موج QRS را از سیگنال قلب دریافت کنیم پهنای باند میان  $0.67\text{Hz}$  تا  $40\text{Hz}$  مناسب است. ولی اگر بخواهیم کل اطلاعات سیگنال قلب را دریافت کنیم، پهنای باندی بیش از  $150\text{Hz}$  لازم است [۴]. نویز ورودی سیستم نیز باید کم باشد. البته در این مورد باید مصالحه‌ای بین نویز و توان را نیز در نظر بگیریم. کلیات طراحی تقویت‌کننده پزشکی جهت دریافت سیگنال قلب در جدول ۱ مشخص شده است.

### ساختار کلی تقویت‌کننده پزشکی مجتمع جهت دریافت سیگنال قلب

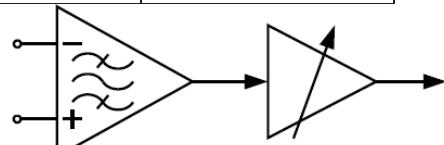
تقویت‌کننده پزشکی طراحی شده در این مقاله جهت دریافت سیگنال قلبی از دو بلوک عمده تشکیل می‌شود. بلوک اول مربوط به تقویت‌کننده اولیه است که با یک فیلتر بالاگذر و فیلتر پایین‌گذر ادغام شده است و اصولاً تنظیم پهنای باند سیستم در این بلوک انجام می‌گردد و بلوک دوم تقویت‌کننده ثانویه‌ای است که جهت افزایش بهره سیستم و افزایش محدوده‌ی خروجی استفاده می‌شود. معمولاً تنظیم بهره‌ی سیستم پزشکی در این طبقه انجام می‌شود. شکل ۱ بلوک دیاگرام تقویت‌کننده پزشکی پیشنهاد شده را نشان می‌دهد.

در فرکانس قطع پایین سیستم بوجود آید. تحقق فرکانس‌های قطع زیر  $1\text{Hz}$  در فناوری CMOS یکی از چالش‌های مهم می‌باشد که یکی از تمرکزهای مقاله بر این چالش است زیرا تحقق آن مستلزم استفاده از خازن و مقاومتهای بزرگ است که این امر در فناوری مدارات مجتمع مطلوب نیست. جهت رفع این چالش استفاده از شبه مقاومت<sup>۴</sup> بدلیل مساحت کم، و سادگی کنترل آن راهکاری مناسب است. [۵-۱]. شبه مقاومت ارائه شده در کارهای قبلی در فناوری ساخت  $0.13\mu\text{m}$  مقدار اهمی مورد نظر را فراهم نمی‌آورند. بنابراین در این مقاله ساختار مناسب مختلفی از شبه مقاومت بررسی و در نهایت یک ساختار مناسب پیشنهاد شده است، که مقاومت بیشتری نسبت به ساختارهای قبلی عرضه می‌نماید. همچنین تقویت‌کننده سیگنال‌های زیستی باید بهره DC بالا و توان مصرفی کم داشته باشد. توان مصرفی این تقویت‌کننده باید کمتر از  $1\mu\text{W}$  باشد. [۵-۱] و معمولاً به این دلیل ترانزیستورها در ناحیه زیر آستانه کار می‌کنند. در طراحی تقویت‌کننده‌های پزشکی یکی از مسائلی که امروزه تحقیقات فراوانی روی آنها انجام می‌گردد این است که تقویت‌کننده قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا، پایین و بهره‌ی ولتاژ را داشته باشد [۳،۴،۶] تا با تغییر این پارامترها بتوانند سیگنال‌های پزشکی را به خوبی و با دقت کامل دریافت نمایند. برای مثال هرگاه لازم باشد نرخ ضربان قلب اندازه‌گیری شود یک فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع حدود  $40\text{Hz}$  کافی است [۳-۴]. از طرف دیگر ممکن است لازم باشد کل اطلاعات سیگنال قلب ثبت شود. در این حالت به پهنای باند بالاتر از  $150\text{Hz}$  نیاز است. بنابراین قابلیت تنظیم بودن فرکانس بالا سبب تحقق این امر می‌شود. علاوه بر این دامنه‌ی ولتاژی سیگنال قلب در محدوده‌ی میکرو ولت تا میلی ولت است و با توجه به اینکه این سیگنال از کدام اشتقاق دریافت می‌شود دامنه‌ی ولتاژ آن متفاوت است. از اینرو طراحی یک تقویت‌کننده با قابلیت تنظیم بهره سبب می‌شود تا دامنه‌ی سیگنال قلب به اندازه‌ی مطلوب تقویت شود و محدوده‌ی ولتاژی لازم جهت اعمال سیگنال قلب به مبدل آنالوگ به دیجیتال فراهم شود. یکی از تمرکزهای اصلی این مقاله طراحی یک تقویت‌کننده پزشکی با قابلیت تنظیم فرکانس قطع پایین و بالا و بهره ولتاژ است. در این مقاله اقدام به طراحی بلوک‌های اصلی یک تقویت‌کننده پزشکی کم توان و کم نویز و قابل تنظیم جهت دریافت سیگنال قلب به صورت تمام مجتمع شده است. این تقویت‌کننده پزشکی از دو بلوک تقویت‌کننده اولیه و ثانویه تشکیل شده است تقویت‌کننده اولیه و ثانویه کم توان و کم نویز با CMRR بالا طراحی شده‌اند. همچنین یکی از مهمترین چالش‌های موجود در این تقویت‌کننده طراحی شبه

<sup>۴</sup> Pseudo Resistor

جدول ۱. کلیات طراحی تقویت‌کننده پزشکی جهت دریافت سیگنال قلب

پارامتر	مقدار
منبع تغذیه (V)	۱
جریان بایاس (nA)	< ۵۰۰
بهره (dB)dc	۶۰ - ۴۰
ولتاژ موثر نویز ورودی (μV)	< ۴
فرکانس قطع پایین (Hz)	< ۰/۵
فرکانس قطع بالا (Hz)	۱۵۰ تا ۴۰
CMRR (dB)	> ۶۰
توان مصرفی (μW)	< ۱



شکل ۱. بلوک دیاگرام تقویت‌کننده پزشکی پیشنهاد شده  
تقویت‌کننده ثانویه قابل تنظیم با بهره پایین  
تنظیم پهنای باند فرکانسی  
تقویت‌کننده اولیه کم نویز با قابلیت

بنابراین بین نویز ورودی سیستم و توان مصرفی سیستم باید یک مصالحه و بهینه‌سازی انجام گیرد. مصالحه بین نویز و توان، مهمترین نکته در طراحی این تقویت‌کننده است. برای افزایش باردهی جریان در این تقویت‌کننده‌ها معمولاً ترانزیستورهای ورودی تقویت‌کننده در ناحیه‌ی زیر آستانه کار می‌کنند. این امر سبب می‌شود به اِزاء جریان و توان مصرفی کم به هدایت انتقالی بالا دست یابیم، زیرا در ناحیه زیر آستانه هدایت انتقالی و جریان ترانزیستور با هم رابطه خطی مستقیم دارند، در حالیکه در ناحیه اشباع هدایت انتقالی با ریشه دوم جریان ترانزیستورهای ورودی با نویز ورودی رابطه عکس دارد بنابراین استفاده از ترانزیستورهای ورودی در حالت زیر آستانه سبب کاهش توان مصرفی و نویز ورودی سیستم می‌شود. علاوه بر مسأله تقویت‌کنندگی و کاهش نویز ورودی پهنای باند این تقویت‌کننده نیز بسیار مهم است. جهت تأمین پهنای باند مناسب سیستم از مدارات فیلتر بالاگذر و پایین‌گذر استفاده می‌شود، ولی به منظور صرفه‌جویی در توان مصرفی مدارات فیلتر، به صورت ادغام شده در تقویت‌کننده اولیه طراحی می‌شوند. بزرگترین چالش در فیلتر این تقویت‌کننده، طراحی فیلتر بالاگذری با فرکانس قطع پایین زیر ۱Hz است. علت عمده‌ای که باید فیلتر مورد نظر دارای فرکانس قطع پایین زیر ۱Hz باشد، حذف مؤلفه‌های dc و سیگنال‌های فرکانس‌های پایین ناشی از حرکت ماهیچه‌ها است. برای بدست آوردن فرکانس قطع پایین زیر ۱Hz به خازن و مقاومت بزرگی نیاز است که در عین حال پیاده‌سازی مجتمع این عناصر بصورت غیرفعال (پسیو) امکان‌پذیر نیست و سبب اشغال حجم زیادی از

تراشه می‌شود. جهت دسترسی به فرکانس‌های قطع بسیار پایین، استفاده از تکنیک مدارات کلید-خازنی<sup>۵</sup> متداول است [۸،۶]. این روش برای پیاده‌سازی تمام مجتمع مدار بسیار مناسب است، ولی این مدار طراحی پیچیده‌ای دارد و کنترل کلیدها توسط پالس مورد نظر نسبتاً طراحی را مشکل می‌کند. همچنین کلیدزنی انجام شده در این مدار سبب افزایش نویز مدار می‌شود. ساختار مفید برای بدست آوردن فرکانس قطع پایین زیر ۱Hz ساختاری است که از شبه مقاومت و بازخورد خازنی استفاده شده است [۱]. شکل ۲-الف مدار تقویت‌کننده در این مقاله است. این تقویت‌کننده از یک تقویت‌کننده ترانسائور<sup>۶</sup> آینه جریان و یک شبه مقاومت تشکیل شده است. استفاده از بازخورد خازنی و شبه مقاومت در این تقویت‌کننده مناسب است. زیرا با توجه به نکات گفته شد، این ساختار از لحاظ توان مصرفی و نویز حجم اشغالی بهترین وضعیت را دارد. در این ساختار برای حذف مؤلفه‌های dc و سیگنال‌های فرکانس پایین ناشی از حرکت ماهیچه‌ها یک فیلتر بالاگذر با فرکانس قطع پایین، زیر ۱Hz در این تقویت‌کننده ادغام شده است. خازن C<sub>2</sub> که در مسیر بازخورد قرار دارد و همچنین ترانزیستورهای Ma تا Md که نقش شبه مقاومت را دارند، وظیفه فیلتر بالاگذر را به عهده دارند. این امر سبب می‌شود تا بجای اینکه مقاومت و خازن بازخورد را به صورت خارج از تراشه استفاده کنیم بتوانیم آنها را نیز به صورت تمام مجتمع استفاده کنیم [۱۰، ۹، ۵-۱]. شبه مقاومت معمولاً از دو ترانزیستور PMOS که به صورت دیودی با هم سری شده است تشکیل می‌شود این مقاومت هنگامی که ولتاژ دوسرش کوچک باشد، مقاومت بسیار بزرگی در بازه تراشه را از خود نشان می‌دهد. به این ترتیب فقط با یک خازن کوچک که در حدود پیکوفاراد است می‌توانیم به فرکانس قطع پایین زیر ۱Hz برسیم. پیاده‌سازی شبه مقاومت به صورت تمام مجتمع همچنین حجم کمی که در تراشه اشغال می‌کند سبب می‌شود که در مجموع استفاده از این ساختار بسیار مناسب باشد. جزییات مربوط به شبه مقاومت در ادامه بیشتر توضیح داده می‌شود. فرکانس قطع پایین فیلتر بالاگذر در تقویت‌کننده اولیه با رابطه ۱ بیان می‌شود:

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{Pseudo} C} \quad (1)$$

که در این رابطه  $R_{Pseudo}$ ، مقاومت معادل دو شبه مقاومت است که مقدار اهمی این مقاومت در حدود  $10^{12}$  اهم است. ولتاژ dc خروجی تقویت‌کننده توسط ولتاژ Vref تنظیم می‌شود و مقدار Vref هر مقداری باشد مقدار dc خروجی نیز همان

<sup>۵</sup> Switch-Capacitor  
<sup>۶</sup> Operation Trans Conductance Amplifier

است که فرکانس قطع بالای سیستم به جریان بایاس ترانسانا وابسته است که از این ویژگی در تغییر و تنظیم فرکانس قطع بالا استفاده می‌شود.

### تقویت‌کننده ترانسانا کم نویز و کم توان آینه جریان

شکل ۲-ب یک تقویت‌کننده ترانسانا آینه جریان را نشان می‌دهد که در این تقویت‌کننده اولیه به عنوان هسته اصلی استفاده می‌شود. در دریافت سیگنال‌های پزشکی، نویز و توان مصرفی دو عامل مهم در طراحی هستند از اینرو طراحی W/L مناسب برای ترانزیستورها اهمیت بسیاری دارد. تقویت‌کننده سیگنال‌های پزشکی علاوه بر توان کم و نویز کم، پهنای باند کوچک و نرخ چرخش<sup>۷</sup> نسبتاً کوچک دارد همچنین در کاربردهای پزشکی معمولاً ترانزیستورهای ورودی طبقه‌ی تفاضلی در ناحیه‌ی زیر آستانه کار می‌کنند. علت استفاده از این تکنیک دسترسی به هدایت انتقالی بالا به ازای توان مصرفی کم می‌باشد. تعیین مقدار مناسب W/L ترانزیستورها بسیار مهم است. در طراحی یک تقویت‌کننده عملیاتی پارامترهای بسیاری مانند فرکانس بهره واحد، نرخ چرخش، محدوده ولتاژ سیگنال ورودی، محدوده ولتاژ سیگنال خروجی، پایداری و حاشیه فاز سیستم نقش دارند. برقراری مصالحه مناسب میان پارامترهای فوق سبب طراحی مناسب یک تقویت‌کننده اولیه می‌شود. در این مقاله با توجه به کاربردهای پزشکی از یک ساختار تقویت‌کننده عملیاتی ترانسانا آینه جریان استفاده شده است. در این تقویت‌کننده مقدار نویز حرارتی ورودی با رابطه‌ی ۳ مشخص شده است.

$$V_n^2 = \frac{16KT}{3g_{m1}} \left( 1 + \frac{2g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{g_{m7}}{g_{m1}} \right) \Delta f \quad (3)$$

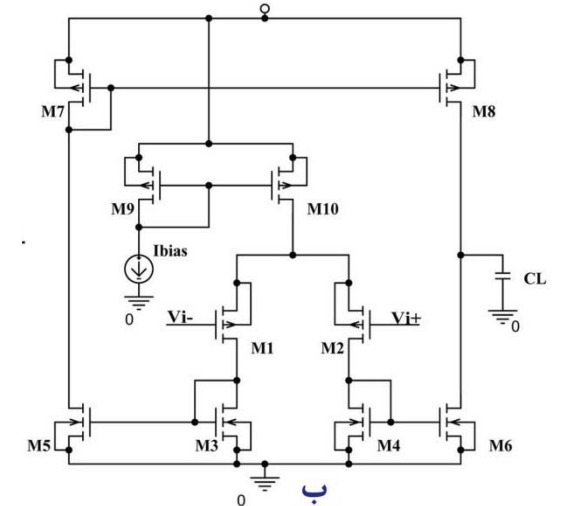
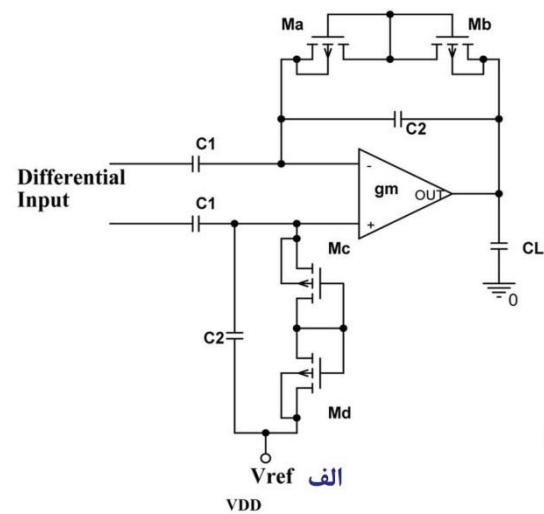
با توجه به رابطه‌ی ۳ باید تا حد امکان  $g_{m1}$  را بزرگ انتخاب کنیم و در مقابل  $g_{m3}$  و  $g_{m7}$  را کوچک نماییم البته مقدار  $g_{m3}$  و  $g_{m7}$  را نمی‌توان بیش از اندازه کوچک کرد زیرا پایداری سیستم، حاشیه فاز و محدوده ولتاژ خروجی کاهش می‌یابد. در این مدار دو قطب غیر غالب  $\frac{g_{m7}}{C_7}$ ،  $\frac{g_{m3}}{C_3}$  وجود دارد که  $C_7$  و  $C_3$  بترتیب خازن‌های گیت ترانزیستورهای  $M_7$  و  $M_3$  هستند این قطب‌ها باید به اندازه کافی نسبت به فرکانس بهره واحد  $\frac{g_{m1}}{C_L}$  بزرگتر باشند تا پایداری سیستم حفظ شود

بنابراین باید  $C_7$  و  $C_3$  بسیار کوچک و در نتیجه  $W \times L$  ترانزیستورهای  $M_7$  و  $M_3$  نیز باید کوچک باشد. همچنین جهت بزرگ نمودن  $g_{m1}$  ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  در ناحیه زیر آستانه کار می‌کنند زیرا در این ناحیه  $g_m$  و  $I_D$  با هم رابطه‌ی

<sup>۷</sup> Slew Rate

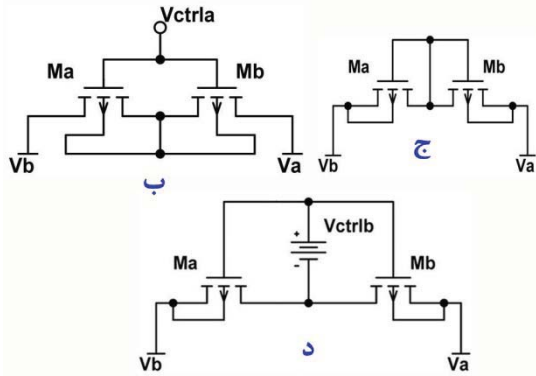
مقدار است. از اینرو به جهت اینکه بیشترین محدوده ولتاژ خروجی را داشته باشیم مقدار  $V_{ref}$  را برابر با نصف ولتاژ تغذیه انتخاب می‌کنیم. پهنای باند میانی در این تقویت‌کننده برابر نسبت  $A_m = \frac{C_1}{C_2}$  است. فرکانس قطع بالای این تقویت‌کننده با توجه به فرکانس بهره واحد تقویت‌کننده ترانسانا تعیین می‌شود. رابطه ۲ فرکانس قطع بالا را نشان می‌دهد:

$$f_H = \frac{\omega_u}{2\pi A_m} = \frac{g_m}{2\pi C_{OTA} A_m} \quad (2)$$



شکل ۲. الف) تقویت‌کننده اولیه کم نویز جهت دریافت سیگنال قلب [۴،۵] ب) تقویت‌کننده ترانسانا آینه‌ی جریان

که در رابطه بالا  $\omega_u$  فرکانس زاویه‌ای بهره واحد،  $g_m$  هدایت انتقالی و  $C_{OTA}$  خازن خروجی تقویت‌کننده ترانسانا است. بنابراین فرکانس قطع بالا به مقدار هدایت انتقالی ترانسانا و مقدار خازن خروجی بستگی دارد. به بیانی دیگر وابستگی فرکانس قطع بالا به هدایت انتقالی ترانسانا نشان‌دهنده‌ی آن



شکل ۳. الف) مدار تقویت کننده اولیه پیشنهادی با فرکانس قطع پایین قابل تنظیم ب) شبه مقاومت ارائه شده در [۱۵، ۱۰، ۲] ج) شبه مقاومت ارائه شده در [۴، ۵] د) شبه مقاومت پیشنهاد شده

یک بازخورد خازنی و یک شبه مقاومت قابل تنظیم تشکیل شده است. فرکانس قطع پایین این تقویت کننده با تغییر ولتاژ کنترل  $V_{ctrlb}$  شبه مقاومت، تغییر می کند. نوآوری اصلی این قسمت طراحی این شبه مقاومت متقارن و قابل تنظیم برای تقویت کننده اولیه است.

#### طراحی شبه مقاومت متقارن و قابل تنظیم پیشنهادی

جهت تحقق فرکانس قطع بسیار پایین در سیستم به مقاومت و خازن خیلی بزرگ در مسیر بازخورد نیاز داریم بدین منظور از یک شبه مقاومت در مسیر بازخورد استفاده کرده ایم که بدلیل زیرآستانه بودن ترانزیستورهایش می تواند مقاومتی حدود  $10^{12}$  اهم تولید می کند ترانزیستورهای  $M_a$  تا  $M_d$  در شکل ۳-الف و ۳-ب نقش شبه مقاومت را دارند هر گاه  $V_{SG}$  ترانزیستورها مثبت باشد ترانزیستور در حالت PMOS دیودی و هر گاه  $V_{SG}$  این ترانزیستور منفی باشد ترانزیستور از حالت PMOS خارج شده و مجموع درین-چاه- سورت بصورت ترانزیستور PNP عمل می کند از این رو ترانزیستور بصورت یک دیود BJT عمل می کند. هنگامی که ولتاژ عبوری از مجموعه شبه مقاومت کوچک باشد  $|\Delta V| \leq 0.5V$  این ترانزیستورها مقاومت بزرگی حدود  $10^{12}$  اهم از خود نشان می دهند. ساختارهای مختلفی از شبه مقاومت ارائه شده است. شکل ۳-ب نمونه از یک ساختار شبه مقاومت را نشان می دهد [۱۵، ۱۰، ۲] در این ساختار هر گاه ولتاژ  $V_b$  بزرگتر از  $V_{ctrla}$  باشد آنگاه ترانزیستور در ناحیه زیر آستانه وارد می شود و با افزایش بیشتر  $V_b$  وارد ناحیه اشباع می شود و در نتیجه با افزایش  $V_b$  مقدار اهمی مقاومت کاهش می یابد ولی وقتی ولتاژ  $V_b$  کوچکتر از  $V_{ctrla}$  باشد آنگاه ترانزیستور بصورت معکوس شده و در حالت BJT قرار می گیرد و مقاومت بزرگی را از خود نشان می دهد و با افزایش بیشتر  $V_b$  مقاومت آن تغییر نمی کند بنابراین مقدار اهمی دیده شده از مقاومت با تغییر ولتاژ عبوری از آن رابطه غیرخطی و نامتقارن

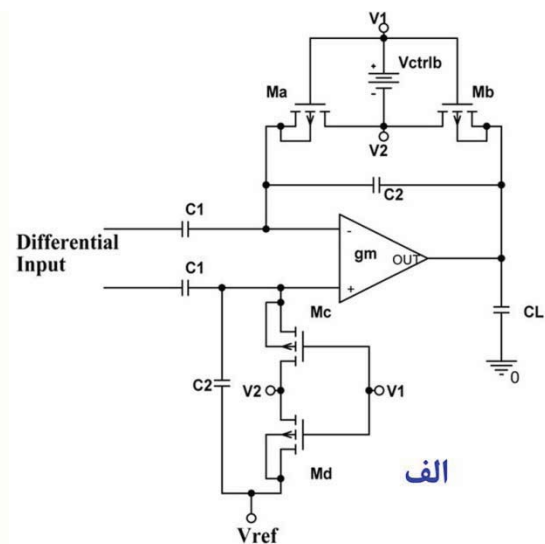
خطی دارند، برخلاف ناحیه اشباع که  $g_m$  با ریشه دوم جریان رابطه دارد. در نتیجه به ازاء جریان کمتری نسبت به حالت اشباع می توانیم  $g_m$  بزرگتری بدست آوریم. رابطه ۴ هدایت انتقالی ترانزیستور را در این ناحیه بیان می کند. [۱۱-۱۳]

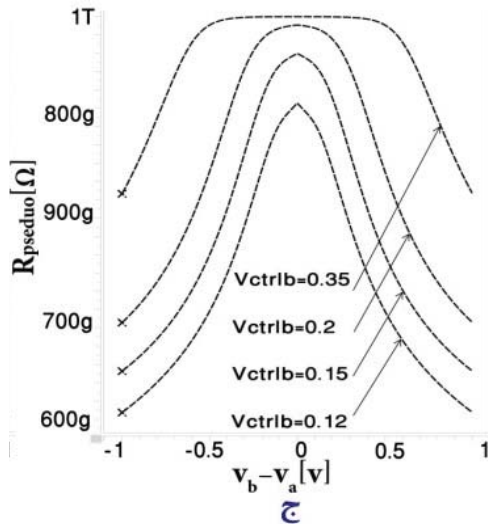
$$g_m = \frac{1}{NV_T} I_D \quad (4)$$

که  $N$  ضریب زیر آستانه است که معمولاً بین  $1/3$  تا  $1/5$  انتخاب می شود و  $V_T$  ولتاژ حرارتی است. همچنین مقدار نویز فلیکر با انتخاب ترانزیستورهای ورودی بصورت PMOS و بزرگ نمودن سطح آنها کاهش می یابد.

#### تنظیم فرکانس قطع پایین تقویت کننده اولیه

همانطور که توضیح داده شد جهت حذف مولفه های فرکانس پایین ماهیچه ای باید فرکانس قطع پایین تقویت کننده اولیه کمتر از  $1\text{ Hz}$  باشد و البته در عین حال نباید اطلاعات سیگنال قلب هم که در فرکانس های پایین وجود دارد از بین برود. از اینرو باید انتخاب مناسبی در فرکانس قطع پایین سیستم بوجود آید. به همین دلیل فرکانس قطع پایین تقویت کننده اولیه ذکر شده در شکل ۲-الف را به صورت قابل تنظیم طراحی می نمایم. [۱۴] در شکل ۳-الف مدار تقویت کننده اولیه با قابلیت تنظیم فرکانس قطع پایین را مشاهده می کنید. این تقویت کننده از یک ترانسای کم نویز و کم توان آینه جریان،





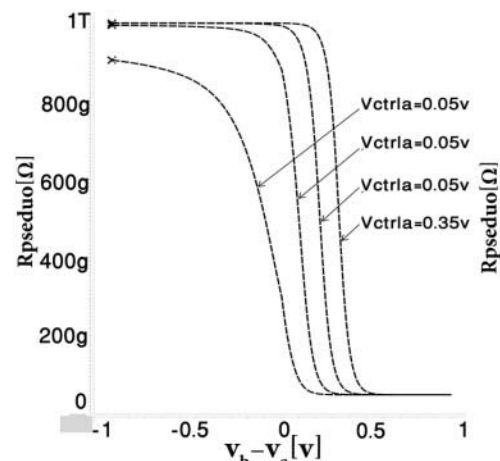
شکل ۴. الف) مقدار اهمی شبه مقاومت در [۰.۲، ۱۵۰] ب) مقدار اهمی شبه مقاومت در [۰.۵، ۴] ج) مقدار اهمی شبه مقاومت پیشنهاد شده

زیر ۱Hz فراهم نمی‌شود. از اینرو در شکل ۳-د یک ساختار شبه مقاومت جدید متقارن قابل تنظیم ارائه شده است. جهت افزایش مقدار اهمی این مقاومت همچنین قابل تنظیم نمودن آن منبع Vctrlb را قرار داده‌ایم. از آنجایی که ترانزیستور در حالت BJT مقاومتی بیشتری نسبت به حالت PMOS از خود نشان می‌دهد با قرار دادن Vctrlb،  $V_{SG}$  منفی تر شده و در حالت BJT بیشتری فرو می‌رود و سبب افزایش مقدار اهمی شبه مقاومت می‌شود. همچنین با تغییر Vctrlb می‌توانیم مقدار این مقاومت را تغییر دهیم که این امر در تغییر دادن فرکانس قطع پایین سیستم مهم است. شکل ۴-ج نتیجه شبیه‌سازی ساختار فوق و مقدار اهمی شبه مقاومت پیشنهاد شده را بر حسب ولتاژ دو سر آن ( $V_b - V_a$ ) نشان می‌دهد که به مقدار محسوسی نسبت به شکل ۴-ب افزایش یافته است.

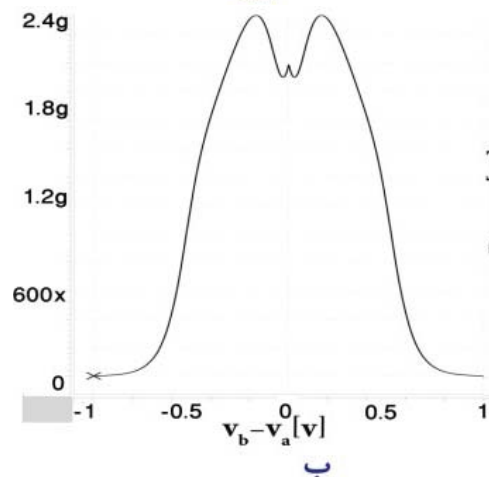
#### تنظیم فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده اولیه

جهت تغییر فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده اولیه و پزشکی دو راه عمده وجود دارد. از آنجایی که قطب غالب تقویت‌کننده اولیه شکل ۳-الف برابر  $\frac{g_m}{C_L}$  است بنابراین با تغییر ظرفیت خازن بار یا تغییر  $g_m$  تقویت‌کننده می‌توانیم فرکانس قطع بالای سیستم را تغییر دهیم [۱۶]. تغییر خازن بار معمولاً در کاربردهای کم توان پیشنهاد نمی‌شود. زیرا با تغییر خازن بار پهنای باند تغییر می‌کند ولی مقدار جریان بایاس تقویت‌کننده و توان مصرفی تقویت‌کننده تغییر نمی‌کند. بنابراین تغییر خازن بار سبب صرفه‌جویی توان مصرفی در پهنای باند کمتر نمی‌شود. ولی اگر جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا را تغییر دهیم مقدار  $g_m$  تقویت‌کننده تغییر می‌نماید و به دنبال آن

دارد که این امر سبب بوجود آمدن ولتاژ آفست ناخواسته در سیگنال و محدود شدن ولتاژ خروجی می‌شود شکل ۴-الف نتیجه شبیه‌سازی ساختار فوق و مقدار اهمی شبه‌مقاومت را بر حسب ولتاژ دو سر آن ( $V_b - V_a$ ) نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌نمایید هنگامی که ولتاژ دو سر شبه مقاومت ( $V_b - V_a$ ) مثبت باشد مقدار اهمی کم و هنگامی که ولتاژ دو سر شبه‌مقاومت ( $V_b - V_a$ ) منفی باشد مقدار اهمی زیاد است. که نامتقارن بودن مقدار اهمی را نشان می‌دهد. جهت رفع این مشکل می‌توانیم از ساختار شکل ۳-ج استفاده کنیم [۴، ۵] که در آن ترانزیستورها بصورت معکوس قرار دارند و هر گاه یک ترانزیستور در حالت دیود PMOS باشد ترانزیستور دیگر در حالت دیود BJT و بر عکس می‌باشد. این ساختار مقاومت متقارن و خطی نسبت به تغییر ولتاژ عبوری نشان می‌دهد. مقدار اهمی این شبه مقاومت در فناوری  $0.13\mu m$  حدود  $10^9$  اهم است که در شکل ۴-ب مقدار اهمی این مقاومت حدود  $2/5$  گیگا اهم مشاهده می‌شود. همانطور که می‌بینید مقدار اهمی شبه مقاومت در فناوری  $0.13\mu m$  کم است و مقدار اهمی کافی جهت دستیابی به فرکانس قطع پایین



الف



ب

ترانزیستور بایاس  $M_{10b}$  در حالت خاموش می‌ماند و جریانی را به تقویت‌کننده ترانسانا تزریق نمی‌کند. اکنون اگر  $V_{ctrl1}$  برابر یک منطقی شود ترانزیستور  $M_{14}$  قطع شده و ترانزیستور  $M_{13}$  روشن می‌گردد و ولتاژ  $V_{c1}$  برابر  $V_{bias}$  می‌شود و این امر سبب تغذیه‌ی ترانزیستور  $M_{10b}$  می‌شود. جریان بایاس ترانزیستور  $M_{10b}$  نیز برابر  $50\text{ nA}$  طراحی شده است و جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا در این حالت برابر  $100\text{ nA}$  و فرکانس قطع بالا در تقویت‌کننده اولیه برابر  $90\text{ Hz}$  می‌شود. به طریق مشابه نیز هرگاه  $V_{ctrl2}$  برابر یک منطقی شود ترانزیستور  $M_{10c}$  بایاس می‌شود. جریان بایاس  $M_{10c}$  برابر  $100\text{ nA}$  طراحی شده است. در نتیجه جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا برابر  $200\text{ nA}$  می‌شود و فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده اولیه  $160\text{ Hz}$  می‌شود. در این مدار ولتاژ بایاس در ترانزیستورهای  $M_{10a}$ ،  $M_{10b}$ ،  $M_{10c}$  ثابت است و جریان بایاس این ترانزیستورها با تنظیم  $\frac{W}{L}$  آنها تعیین شده است. بنابراین ولتاژ مؤثر آنها نیز ثابت است و با تغییر جریان بایاس ولتاژ مؤثر ترانزیستورهای بایاس تغییر نکرده و در نتیجه بیشینه‌ی ولتاژ ورودی محدود نمی‌شود و بدون تغییر باقی می‌ماند.

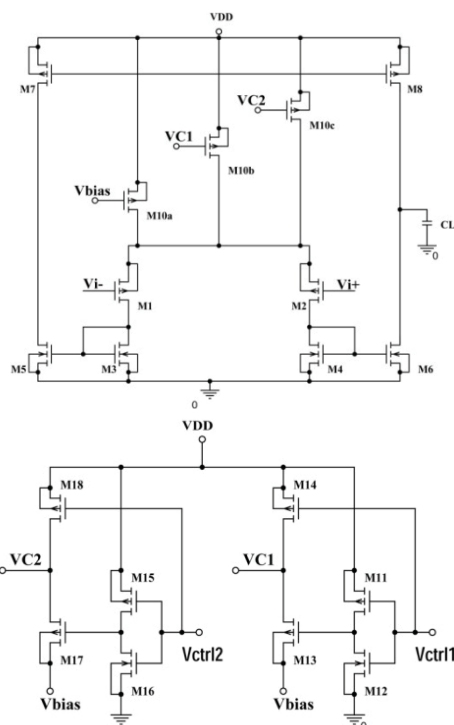
### طراحی تقویت‌کننده ثانویه با بهره پایین و با قابلیت تنظیم بهره‌ی ولتاژ

### طراحی تقویت‌کننده ثانویه با بهره پایین و محدوده‌ی ولتاژ خروجی بزرگ

هرگاه به بهره ولتاژ بیش از ۱۰۰ نیاز باشد لازم است از یک طبقه ثانویه نیز استفاده شود. [۴،۳] این طبقه معمولاً بهره نسبتاً پایینی دارد و معمولاً بهره این طبقه بین ۲ تا ۱۰ برابر می‌باشد. در این تقویت‌کننده نرخ چرخش باید نسبت به طبقه اول بزرگ‌تر باشد. زیرا پس از این طبقه معمولاً مبدل آنالوگ به دیجیتال قرار می‌گیرد و چون خازن معادل ورودی مبدل آنالوگ به دیجیتال بزرگ است و در حدود بیش از  $100\text{ pF}$  است. از اینرو تقویت‌کننده ثانویه باید نرخ چرخش مناسبی در برابر این بار خازنی داشته باشد. از آنجایی که سیگنال ورودی به تقویت‌کننده ثانویه یک مرحله تقویت شده است. بنابراین محدوده ولتاژ ورودی تقویت‌کننده ثانویه باید نسبتاً بزرگ باشد. همچنین دامنه سیگنال در تقویت‌کننده ثانویه بزرگ است، از اینرو محدوده ولتاژ خروجی نیز باید بزرگ باشد. بنابراین این تقویت‌کننده دارای بهره پایین، نرخ چرخش بالا، محدوده دامنه ورودی و خروجی بزرگ است. شکل ۶-الف مدار تقویت‌کننده ثانویه پیشنهادی را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۶-الف مشخص است ساختار این تقویت‌کننده شبیه ساختار

فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده نیز تغییر می‌کند. در این روش هرگاه بخواهیم پهنای باند تقویت‌کننده را کم کنیم باید جریان بایاس را کاهش دهیم، بنابراین توان مصرفی نیز کاهش می‌یابد. در نتیجه در این روش پهنای باند و توان مصرفی نسبت مستقیم با هم دارند و این روش برای صرفه‌جویی توان بسیار مناسب است. تقویت‌کننده ترانسانا کم توان با قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا:

جهت قابل تنظیم نمودن فرکانس قطع بالا اقدام به تغییر هدایت انتقالی و جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا آینه‌ی جریان شکل ۲-ب می‌پردازیم. ساختار اصلی این تقویت‌کننده ترانسانا در قسمتهای قبل توضیح داده شد. اکنون جهت قابل تنظیم نمودن جریان بایاس این تقویت‌کننده ترانسانا ساختار جدیدی را در شکل ۵ پیشنهاد می‌نماییم. در این تقویت‌کننده سه ترانزیستور  $M_{10a}$ ،  $M_{10b}$ ،  $M_{10c}$  جهت کنترل جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا بکار می‌روند. ترانزیستور  $M_{10a}$  در حالت عادی به ولتاژ مرجع  $V_{bias}$  متصل است و کنترل جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا توسط این ترانزیستور تأمین می‌شود.



شکل ۵. تقویت‌کننده ترانسانا پیشنهادی با قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا  
مقدار  $V_{bias}$  در این طراحی برابر  $0.65\text{ V}$  و جریان ترانزیستور  $M_{10a}$  برابر  $50\text{ nA}$  است که در این حالت فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده‌ی اولیه شکل ۳-الف حدود  $40\text{ Hz}$  است.  $V_{ctrl1}$  و  $V_{ctrl2}$  بیت‌های دیجیتالی کنترلی جهت تغییر جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا است. بطوریکه اگر  $V_{ctrl1}$  برابر صفر منطقی باشد ترانزیستور  $M_{14}$  روشن شده و  $V_{c1}$  برابر  $V_{dd}$  می‌شود و

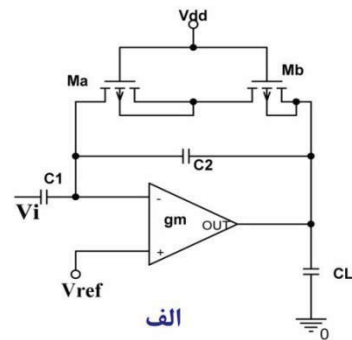
غالب تقویت‌کننده ترانسانای آینه جریان برابر  $\frac{g_{m1}}{C_L}$  است. در نتیجه چون خازن خروجی تقویت‌کننده پزشکی ظرفیتش متغیر است. تغییر خازن در خروجی، فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده ثانویه را تغییر می‌دهد که این امر مطلوب نیست. زیرا تنظیم و تعیین فرکانس قطع بالا در تقویت‌کننده اولیه رخ می‌دهد و تقویت‌کننده ثانویه فرکانس قطع بالایش باید ثابت باشد. برعکس قطب غالب تقویت‌کننده دو طبقه با خروجی پوش‌پول برابر  $\frac{g_{m1}}{C_C}$  است و فرکانس قطع بالایش به  $C_L$  مربوط نیست، از اینرو در طبقه‌ی ثانویه از این آرایش استفاده شده است. و اگر خازن  $C_L$  تغییر کند پهنای باند و حاشیه فاز سیستم تغییر نمی‌کند و این امر بسیار مطلوب است، زیرا ظرفیت خازن ورودی مبدل آنالوگ به دیجیتال در لحظاتی که مبدل آنالوگ به دیجیتال توسط مدار نمونه‌بردار و نگهدار<sup>۴</sup> از تقویت‌کننده جدا می‌شود تغییر می‌نماید و این طراحی سبب می‌شود تا تقویت‌کننده ثانویه در این حالت دچار ناپایداری نگردد.

### طراحی تقویت‌کننده ترانسانای دو طبقه با خروجی پوش

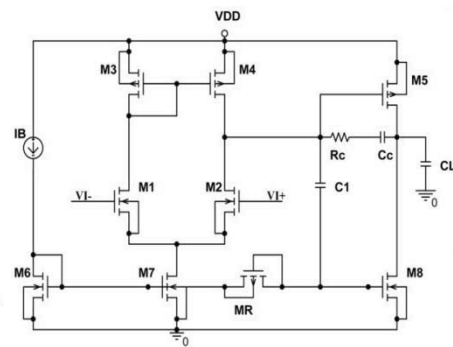
#### پول:

شکل ۶-ب یک تقویت‌کننده ترانسانای کم نویز و کم توان دو طبقه با خروجی پوش‌پول را نشان می‌دهد. [۴] این تقویت‌کننده از لحاظ روند طراحی مشابه تقویت‌کننده ترانسانای دو طبقه معمولی است [۱۷] با این تفاوت که خروجی این ترانسانا به صورت پوش‌پول است. حالت پوش‌پول در این تقویت‌کننده با استفاده از ترانزیستور  $M_R$  و خازن  $C_1$  بوجود می‌آید، بطوریکه ترانزیستور  $M_R$  به صورت یک شبه مقاومت در حدود  $10^{12}$  اهم کار می‌کند و در ناحیه وارونگی ضعیف قرار دارد و این امر سبب می‌شود تا در حالت dc هیچگونه جریانی از این ترانزیستور نگذرد. بنابراین ولتاژ dc گیت  $M_7$  و  $M_8$  با هم برابر هستند و ولتاژ dc گیت  $M_5$  و  $M_8$  کاملاً مستقل از هم هستند، ولی در حالت AC از آنجایی که خازن  $C_1$  و شبه مقاومت  $M_R$  ثابت زمانی بسیار بزرگی دارند. بنابراین خازن به سرعت نمی‌تواند شارژ و دشارژ شود و این امر سبب می‌شود تا خازن  $C_1$  مانند یک منبع ولتاژ عمل کند و در نتیجه سیگنال AC که به گیت  $M_5$  اعمال می‌شود به گیت  $M_8$  هم می‌رسد. بنابراین هر دو ترانزیستور  $M_5$  و  $M_8$  نقش تقویت‌کننده طبقه دوم را اجرا می‌کنند. از اینرو به خروجی این ترانسانا پوش‌پول یا کلاس AB گوییم. خازن  $C_1$  باید بزرگتر از خازن گیت  $M_8$ ، یا  $C_{gs8}$  انتخاب شود، زیرا خازن  $C_1$  و  $C_{gs8}$  به صورت یک مقسم ولتاژ عمل می‌کنند. بنابراین اگر به طور مثال سیگنال AC

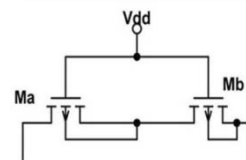
تقویت‌کننده کم نویز اولیه است و از یک ترانسانا دو طبقه با خروجی پوش‌پول، شبه مقاومت و یک بازخورد خازنی تشکیل شده است. فرکانس قطع پایین این تقویت‌کننده باید از کمترین فرکانس قطع طبقه اول نیز کمتر باشد زیرا پهنای باند توسط طبقه اول تعیین می‌شود به همین دلیل به شبه مقاومت بزرگی نیاز داریم. از اینرو برای افزایش مقدار اهمی شبه مقاومت از ساختار پیشنهادی ارائه شده در شکل ۶-ج استفاده می‌کنیم. در این ساختار با اضافه کردن ولتاژ  $V_{dd}$  به گیت ترانزیستورها سبب شده‌ایم تا ترانزیستورها بیشتر به ناحیه اهمی وارد شوند و به این ترتیب توانسته‌ایم مقاومتی برابر بیش از یک تراهم بدست آوریم که برای فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده ثانویه بسیار مناسب است. نکته مهمی که در مورد پایداری این تقویت‌کننده وجود دارد، این است که استفاده از تقویت‌کننده ترانسانای آینه جریان مطلوب نیست زیرا قطب



الف



ب



ج

شکل ۶.الف) تقویت‌کننده ثانویه پیشنهادی با بهره پایین (ب) تقویت‌کننده ترانسانای دو طبقه با خروجی پوش‌پول (ج) ساختار شبه مقاومت پیشنهاد شده در تقویت‌کننده ثانویه

ترانسانای دو طبقه معمولی دارد. و روی هم رفته توانمندی ترانسانای با خروجی پوش پول افزایش می یابد.

$$\overline{V_n^2} = S_n(f) = \frac{16kT}{3g_{m1,2}} \left( 1 + \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}} \right) + \frac{8kT}{3} \frac{1}{g_{m5}g_{m1}(r_{o1}||r_{o4})} \quad (7) \text{ دو طبقه معمولی}$$

$$\overline{V_n^2} = S_n(f) = \frac{16kT}{3g_{m1,2}} \left( 1 + \frac{g_{m3,4}}{g_{m1,2}} \right) + \frac{8kT}{3} \frac{1}{(g_{m5} + g_{m8})g_{m1}(r_{o1}||r_{o4})} \quad (8) \text{ AB دو طبقه کلاس}$$

تنها ایراد این مدار این است که به علت اضافه کردن خازن  $C_1$  حجم اشغال شده در تراشه بیشتر از ساختار دو طبقه معمولی است. خازن  $C_C$  جبران ساز میلیری این ترانسانا می باشد که پایداری سیستم را تأمین و سبب می شود تا حاشیه فاز سیستم تنظیم گردد، همچنین مقاومت  $R_C$ ، صفر سمت راست بوجود آمده از خازن  $C_C$  را از بین می برد و سبب جبران سازی ترانسانا می شود. مقدار مقاومت جبران ساز با استفاده از رابطه (9) تعیین می شود. که  $C_L$  خازن بار است.

$$R_C = \frac{1}{g_{m5} + g_{m8}} \left( \frac{C_L + C_C}{C_C} \right) \quad (9)$$

یکی از مسایل مهم نویز فلیکر است که در فرکانس های پایین مقدار نسبتاً زیادی دارد، از اینرو برای رفع این مشکل باید سطح مقطع ترانزیستورهای ورودی  $M_1$  و  $M_2$  را بزرگ انتخاب کنیم. از اینرو در این طراحی نسبت  $\frac{W}{L}$  ترانزیستورهای  $M_1$  و  $M_2$  برابر  $\frac{300}{2.4}$  انتخاب شده است.

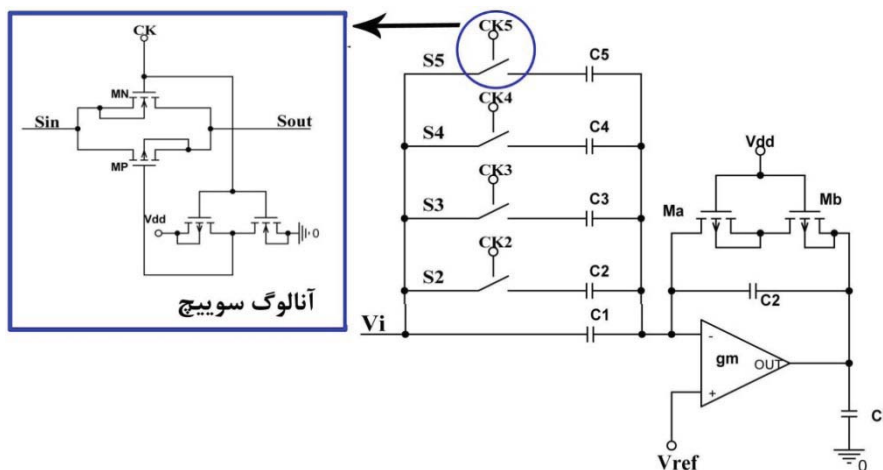
اعمال شده به گیت  $M_5$  را با  $V_i$  نشان دهیم و سیگنال AC رسیده به گیت  $M_8$  را  $V_X$  بنامیم،  $V_X = \frac{C_1}{C_1 + C_{gs8}} V_i$  است.

اکنون اگر بخواهیم که مقدار  $V_X$  و  $V_i$  با هم برابر باشند باید مقدار خازن  $C_1$  بسیار بزرگتر از خازن  $C_{gs8}$  باشد تا ولتاژ AC گیت  $M_5$  و  $M_8$  با هم برابر باشند. ساختار ترانسانای دو طبقه کلاس AB در مقایسه با ساختار دو طبقه معمولی توان مصرفی کمتری دارد و برای صرفه جویی توان بسیار مناسب است. همچنین بهره dc بهتری نیز دارد و مهمترین مزیت این ساختار این است که نویز حرارتی ورودی در این ساختار کمتر از دو طبقه معمولی است. بهره dc ترانسانای دو طبقه معمولی و دو طبقه کلاس AB به ترتیب در روابط 5 و 6 بیان شده است. مشخص است که در ترانسانای کلاس AB پارامتر  $g_{m8}$  اضافه شده است که نشان دهنده بهره dc بیشتر است.

$$A_V = g_{m1,2}(r_{o1}||r_{o4})(g_{m5})(r_{o5}||r_{o8}) \quad (5) \text{ دو طبقه معمولی}$$

$$A_V = g_{m1,2}(r_{o1}||r_{o4})(g_{m5} + g_{m8})(r_{o5}||r_{o8}) \quad (6) \text{ AB دو طبقه کلاس}$$

همچنین روابط (7) و (8) نویز حرارتی ارجاع شده به ورودی را برای ترانسانای دو طبقه معمولی و ترانسانای دو طبقه کلاس AB نشان می دهد که همانطور که از روابط مشخص است. در هر دو رابطه  $g_{m1,2}$  نقش بسیار مهمی در نویز دارد و با افزایش  $g_{m1,2}$  می توانیم نویز ورودی را کاهش دهیم، البته باید به این نکته توجه کنیم که افزایش  $g_{m1,2}$  مستلزم افزایش جریان و افزایش توان مصرفی سیستم است. بنابراین همیشه مصالحه ای بین نویز ورودی و توان مصرفی وجود دارد. همانطور که از مقایسه دو رابطه مشخص است در ترانسانای کلاس AB به علت اضافه شدن پارامتر  $g_{m8}$  نویز ورودی کمتری نسبت به

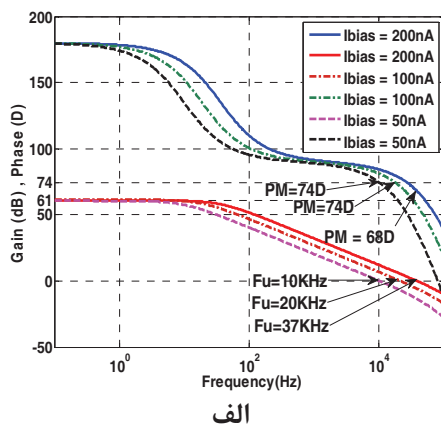


شکل 7. تقویت کننده ثانویه پیشنهادی با قابلیت تنظیم بهره ولتاژ

### تنظیم بهره ولتاژ تقویت کننده پزشکی

این تقویت کننده که در شکل ۳-الف نمایش داده شده است در فناوری ساخت  $0.13\mu\text{m CMOS}$  شرکت TSMC با بهره ۱۰۰ طراحی شده است. این تقویت کننده از یک تقویت کننده ترانسای آینه جریان و شبه مقاومت پیشنهادی شکل ۳-د تشکیل شده است. مقدار اهمی بسیار بالای شبه مقاومت سبب شده است که بتوانیم خازن  $C_2$  را  $100\text{fF}$  و خازن  $C_1$  را برابر  $10\text{pF}$  انتخاب کنیم که مقدار مناسبی جهت پیاده سازی بصورت مجتمع است خازن  $C_L$  نیز برابر  $10\text{pF}$  می باشد. همانطور که در شکل ۵ بیان شد با فعال کردن ترانزیستورهای  $M10a, M10b, M10c$  جریان بایاس تقویت کننده ترانسانا را تغییر می دهیم. جدول ۲ ابعاد ترانزیستورهای تقویت کننده ترانسای شکل ۵ را نشان می دهد. شکل ۸-الف پاسخ فرکانسی تقویت کننده ترانسای آینه جریان با قابلیت تنظیم فرکانس بهره واحد را نشان می دهد. با توجه به شکل ۸-الف به ازاء جریان بایاس  $200\text{nA}$  فرکانس بهره واحد برابر  $37\text{KHz}$ ، برای جریان بایاس  $100\text{nA}$  فرکانس بهره واحد برابر  $20\text{KHz}$  و برای جریان بایاس  $50\text{nA}$  فرکانس بهره واحد برابر  $10\text{KHz}$  است. جدول ۲. ابعاد ترانزیستورهای تقویت کننده ترانسای آینه جریان شکل ۵

W/L( $\mu\text{m}$ )	ترانزیستور
1500/3	M1, M2
0.6/20	M3, M4, M5, M6
1.8/18	M7, M8
3.4/20	M10a
3.5/20	M10b
7/20	M10c



برای اینکه سیگنال خروجی تقویت کننده پزشکی دامنه‌ی ولتاژی مطلوبی داشته باشد، تقویت کننده باید بهره مناسبی داشته باشد و از آنجایی که دامنه‌ی سیگنال ورودی به تقویت کننده پزشکی، در اشتقاق‌های مختلف متفاوت است. از اینرو باید بهره‌ی تقویت کننده قابل تنظیم باشد. همانطور که توضیح داده شد برای افزایش بهره تقویت کننده پزشکی از یک تقویت کننده ثانویه استفاده شده است که بهره پایین و محدوده‌ی ولتاژ ورودی و خروجی بزرگ ویژگی اصلی این تقویت کننده ثانویه است. مبنای طراحی این قسمت تقویت کننده ثانویه شکل ۶-الف است. این تقویت کننده مانند آرایش‌های قبلی از یک تقویت کننده ترانسانا و یک شبه مقاومت تشکیل شده است. و به دلیلی که قبلاً بیان شد باید از تقویت کننده ترانسای دو طبقه با خروجی پوش پول استفاده شود. اکنون جهت قابل تنظیم نمودن بهره، تقویت کننده ثانویه‌ای را بصورت شکل ۷ پیشنهاد داده ایم. همانطور که مشخص است با تغییر نسبت بازخورد خازنی می توانیم بهره را تغییر دهیم. بدین منظور خازن ورودی را توسط چهار عدد آنالوگ سویچ<sup>۹</sup> تغییر می دهیم. در حالت عادی خازن  $C_2$  که برابر  $0.5\text{pF}$  و خازن  $C_1$  که برابر  $1\text{pF}$  است بهره را دو برابر می کند. اکنون با بسته شدن هر کدام از کلیدهای  $S_2$  تا  $S_5$  یکی از خازن‌ها با  $C_1$  موازی شده و سبب افزایش خازن ورودی می شود. خازن‌های  $C_2$  تا  $C_5$  همگی برابر  $1\text{pF}$  هستند. بنابراین اگر همه کلیدهای تا  $S_5$  بسته شوند خازن ورودی برابر  $5\text{pF}$  می گردد و بهره تقویت کننده برابر ۱۰ می شود. بنابراین با این ساختار می توانیم بهره ۲، ۴، ۶، ۸، ۱۰ برابر را بدست آوریم.

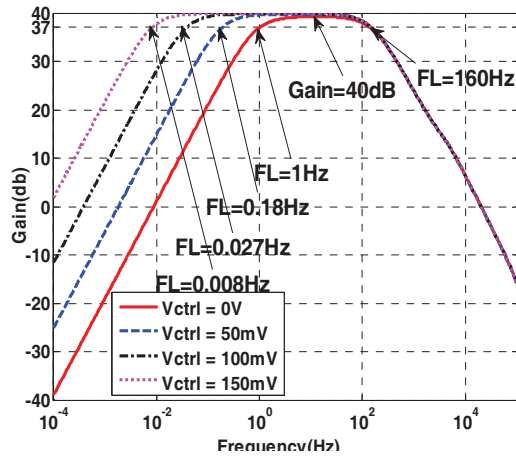
### نتایج شبیه سازی تقویت کننده پزشکی قابل تنظیم

همانطور که توضیح داده شد این تقویت کننده پزشکی از دو تقویت کننده اولیه و ثانویه تشکیل شده است و همچنین هسته‌ی مرکزی هر دو تقویت کننده را یک تقویت کننده ترانسانا تشکیل داده است. در این بخش ابتدا نتایج شبیه سازی تقویت کننده اولیه با قابلیت تنظیم فرکانس قطع پایین و بالا و سپس نتایج شبیه سازی تقویت کننده ثانویه با قابلیت تنظیم بهره ارائه می گردد و در نهایت نتایج شبیه سازی کل تقویت کننده پزشکی را با نرم افزار Star-Hspice ارائه می نمایم.

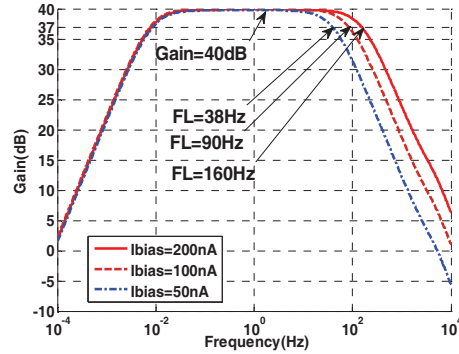
### نتایج شبیه سازی تقویت کننده اولیه با قابلیت تنظیم

#### پهنای باند

<sup>۹</sup> Analog Switch



الف

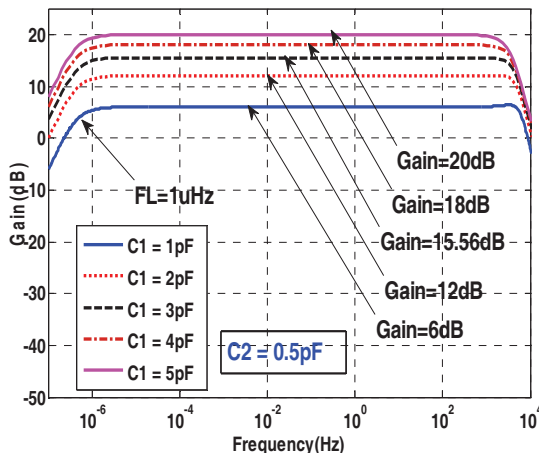


ب

شکل ۸. الف) پاسخ فرکانسی تقویت کننده ترانسانای آینه جریان (ب) پاسخ فرکانسی تقویت کننده اولیه با قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا

جدول ۳ خلاصه نتایج شبیه سازی تقویت کننده ترانسانای آینه جریان را به ازای جریان بایاس های مختلف نشان می دهد. اکنون تقویت کننده ترانسانای طراحی شده را در حالت بازخورد بسته و بصورت تقویت کننده اولیه شکل ۳-الف قرار می دهیم. شکل ۸-ب پاسخ فرکانسی تقویت کننده اولیه با قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا را نشان می دهد. در شکل ۸-ب بهره ولتاژ مدار را در باند میانی برابر ۴۰dB است و به ازای جریان بایاس ۲۰۰nA فرکانس قطع بالا برابر ۱۶۰Hz، برای جریان بایاس ۱۰۰nA فرکانس قطع بالا برابر ۹۰Hz و برای جریان بایاس ۵۰nA فرکانس قطع بالا برابر ۳۸Hz است.

جدول ۳. خلاصه نتایج تقویت کننده ترانسانا آینه جریان



ب

شکل ۹. الف) پاسخ فرکانسی تقویت کننده اولیه با قابلیت تنظیم فرکانس قطع

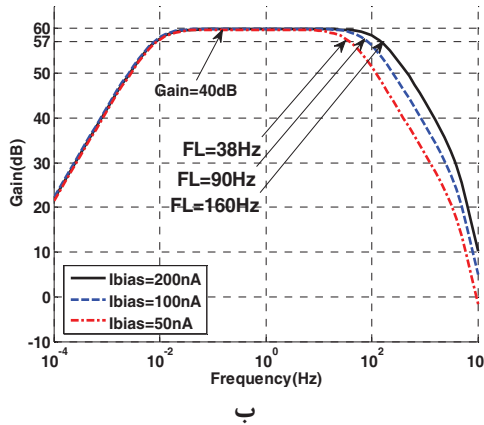
پایین (ب) پاسخ فرکانسی تقویت کننده ثانویه با قابلیت تنظیم بهره

همچنین با تغییر  $V_{ctrlb}$  در شبه مقاومت شکل ۳-الف مقدار اهمی شبه مقاومت و فرکانس قطع پایین تغییر می کند. اگر  $V_{ctrlb}$  از صفر ولت تا  $150\text{mV}$  تغییر کند فرکانس قطع پایین مدار بین  $1\text{Hz}$  تا  $0.008\text{Hz}$  تغییر می نماید. شکل ۹-الف پاسخ فرکانسی تقویت کننده اولیه به ازای  $V_{ctrlb}$  های مختلف نشان می دهد بنابراین با استفاده از این شبه مقاومت می توان بخوبی فرکانس قطع پایین را کنترل کرد.

### نتایج شبیه سازی تقویت کننده ثانویه با قابلیت تنظیم بهره

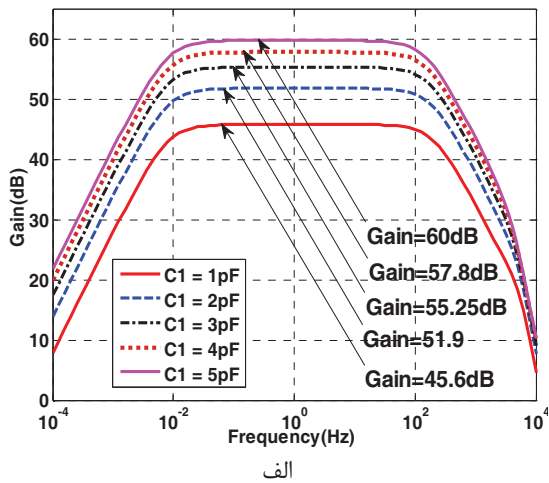
این تقویت کننده که در شکل ۷ نمایش داده شده است از یک تقویت کننده ترانسانا دو طبقه با خروجی پوش پول، شبه مقاومت و یک مجموعه بازخورد خازنی تشکیل شده است. جدول ۴ ابعاد ترانزیستورهای تقویت کننده ترانسانای شکل ۶-ب را نشان می دهد. این تقویت کننده با بهره ۲، ۴، ۶، ۸ و ۱۰ برابر طراحی شده است. خازن  $C_2$  برابر  $0.5\text{pF}$  و خازن  $C_1$  از  $1\text{pF}$  تا  $5\text{pF}$  قابل تغییر است و خازن  $C_L$  برابر  $10\text{pF}$  می باشد.

۰/۱۳			فناوری ( $\mu\text{m}$ )
۱			ولتاژ تغذیه (v)
۲۰۰	۱۰۰	۵۰	جریان بایاس (nA)
۶۱	۶۱	۶۰	بهره (dB)
۳۷	۲۰	۱۰	فرکانس بهره ی واحد (KHz)
۱۰۶	۱۵۳	۲۰۰	نویز ورودی مرجع ( $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) ادر فرکانس $1\text{KHz}$
۷۴	۷۴	۶۸	حاشیه فاز (D)
۰/۰۱	۰/۰۰۳	۰/۰۰۲	نرخ چرخش ( $\text{V}/\mu\text{s}$ )
۱۲۹	۱۲۷	۱۲۴	CMRR (dB)
۷۷	۱۱۴	۶۴	PSRR (dB)
۰/۶	۰/۶	۰/۷	محدوده ورودی (v)
۰/۶	۰/۶۵	۰/۶۵	محدوده خروجی (v)
۴۰۶	۲۱۷	۱۰۱	توان مصرفی (nW)



شکل ۱۰ الف) پاسخ فرکانسی تقویت کننده پزشکی با فرکانسهای قطع پایین مختلف ب) پاسخ فرکانسی تقویت کننده پزشکی با فرکانسهای قطع بالای مختلف

در جدول ۵ نیز خلاصه نتایج تقویت کننده پزشکی قابل تنظیم طراحی شده را در مقایسه با کارهای گذشته مشاهده می کنید. همچنین بوسیله منابع ولتاژ پالسی در Hspice مدل مجازی از یک سیگنال قلب را ساخته ایم این سیگنال را به سیستم فوق اعمال کرده ایم تا عملکرد سیستم را به یک سیگنال پزشکی مشاهده کنیم. شکل ۱۱-ب سیگنال قلب اعمال شده به تقویت کننده اولیه و سیگنال خروجی آن را نمایش می دهد. در این حالت بهره تقویت کننده پزشکی برابر ۵۱/۹dB و فرکانس قطع پایین و بالای آن به ترتیب برابر ۰/۰۰۸Hz و ۱۶۰Hz است همانطور که از شکل ۱۱-ب مشخص است دامنه خروجی بیش از ۰/۸ ولت می باشد و اعوجاج بسیار کمی در خروجی بدست آمده است.



الف

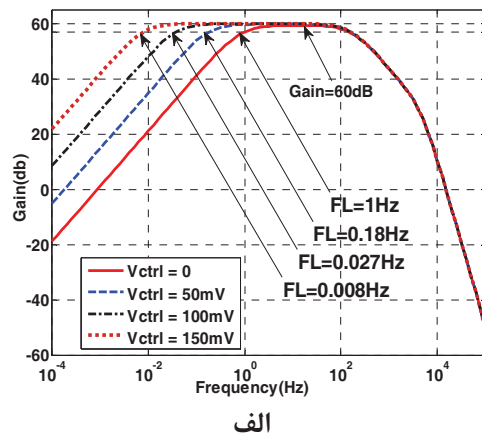
جدول ۴ ابعاد ترانزیستورهای تقویت کننده ترانسای دو طبقه

مقدار	عناصر	W/L(μm)	ترانزیستور
14pF	CC	300/2.4	M1, M2
8pF	CL	3/16.2	M3, M4
200kΩ	RC	2/7.5	M5
2.5pF	C1	0.2/18.2	M6
---	---	0.8/9.1	M7
---	---	0.6/10	M8
---	---	0.2/2	MR

در شکل ۹-ب بهره ولتاژ مدار را در باند میانی به ازای خازنهای مختلف نشان می دهد. فرکانس قطع پایین تقویت کننده ثانویه باید از فرکانس قطع پایین تقویت کننده اولیه کمتر باشد تا فرکانس قطع پایین طبقه اول را محدود نکند و پهنای باند طبقه دوم بر روی طبقه اول تأثیر نگذارد، همانطور که از شبیه سازی مشخص است فرکانس قطع پایین تقویت کننده ثانویه ۱μHz است که از پایین ترین فرکانس قطع طبقه اول نیز پایین تر است.

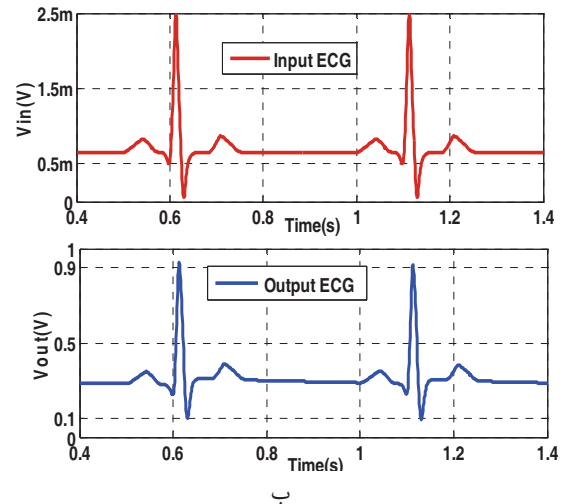
### نتایج شبیه سازی تقویت کننده پزشکی قابل تنظیم (بلوک اول و دوم)

تقویت کننده پزشکی طراحی شده جهت دریافت سیگنال قلبی از دو بلوک تقویت کننده اولیه و تقویت کننده ثانویه تشکیل شده است که قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند را نیز دارد. در شکل ۱۰-الف بهره ولتاژ تقویت کننده پزشکی را برابر ۶۰dB، فرکانس قطع بالا را برابر ۱۶۰Hz و فرکانس قطع پایین را بین ۰/۰۰۸Hz تا ۱Hz نشان می دهد. همچنین در شکل ۱۰-ب محدوده تغییرات فرکانس قطع بالای تقویت کننده پزشکی را مشاهده می کنید که بین ۳۸Hz تا ۱۶۰Hz است و در شکل ۱۱-الف تغییرات بهره ولتاژ تقویت کننده پزشکی را مشاهده می نمایید.



الف

رفع شد. این شبه مقاومت مقاومتی برابر  $10^{13}$  اهم را فراهم می‌کند که این مقاومت به همراه خازن  $100\text{fF}$  می‌تواند فرکانس قطع پایینی برابر  $1\text{Hz}$  را بوجود آورد. همچنین ویژگی دیگر این شبه مقاومت این است که ساختار آن بگونه‌ای طراحی شده است که مقدار اهمی آن را می‌توانیم به آسانی کنترل و تنظیم نماییم و بوسیله همین قابلیت فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده را به صورت متغیر و قابل تنظیم بین  $0.08\text{Hz}$  تا  $1\text{Hz}$  طراحی کردیم که این امر در دریافت دقیق سیگنال قلب بسیار مهم است. علاوه بر این با تغییر جریان بایاس تقویت‌کننده ترانسانا نیز فرکانس قطع بالای سیستم را نیز قابل تنظیم نمودیم. بطوریکه فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده بین  $38\text{Hz}$  تا  $160\text{Hz}$  است. همچنین با توجه به اینکه سیگنال قلب بین  $80\mu\text{V}$  تا  $2\text{mV}$  است، از اینرو به نسبت دامنه سیگنال، بهره سیستم نیز باید تغییر کند که در این مقاله با تغییر نسبت بازخورد توانستیم بهره سیستم را بین  $45/6\text{dB}$  تا  $60\text{dB}$  نیز قابل تنظیم نماییم. تقویت‌کننده طراحی شده قابلیت قرار گرفتن در یک تراشه‌ی پزشکی را داراست و با قرار دادن مبدل آنالوگ به دیجیتال امکان دریافت اطلاعات پزشکی به صورت دیجیتال نیز امکان پذیر می‌باشد.



شکل ۱۱ الف) پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده پزشکی با بهره های مختلف ب) سیگنال قلب ورودی (نمودار بالا) سیگنال قلب خروجی (نمودار پایین)

## نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده پزشکی جهت دریافت سیگنال قلب به صورت مجتمع طراحی کردیم. مهمترین مشخصه این تقویت‌کننده نویز کم و توان کم سیستم است که به ترتیب  $4\mu\text{V}$  و  $850\text{nW}$  است. همچنین یکی از مهمترین مسائلی که در طراحی تقویت‌کننده پزشکی وجود داشت، تحقق فرکانس قطع زیر  $1\text{Hz}$  بود که این مسئله با ارائه‌ی یک شبه مقاومت جدید

جدول ۵. خلاصه نتایج تقویت‌کننده پزشکی قابل تنظیم

پارامتر	این کار (شبیه سازی)	طراحی [۶] (اندازه گیری از تراشه)	طراحی [۳] (اندازه گیری از تراشه)
فناوری ساخت ( $\mu\text{m}$ )	۰/۱۳	۰/۸	۰/۳۵
منبع تغذیه (V)	۱	۳/۳ تا ۱/۸	۱
جریان بایاس (nA)	۲۰۰ تا ۵۰	۱۰۰۰	۳۳۷ تا ۳۷
بهره dc (dB)	۴۵/۶ - ۵۲ - ۵۵/۳ - ۵۸ - ۶۰	۴۱ - ۵۰/۵	۴۵/۶ - ۴۹ - ۵۳/۵ - ۶۰
ولتاژ موثر نویز ورودی ( $\mu\text{V}$ )	۴ (در پهنای باند)	۰/۹۵	۲/۵ (۰/۰۵Hz تا ۴۶)
فرکانس قطع پایین (Hz)	۱ تا ۰/۰۰۸	۲/۵ - ۰/۴ - ۰/۰۵	۳/۶ تا ۰/۰۰۴۵
فرکانس قطع بالا (Hz)	۳۸ تا ۱۶۰	۱۲۰	۲۹۲ تا ۳۱
CMRR (dB)	۸۵ <	۸۰ - ۱۰۰	۷۱/۲ <
محدوده ولتاژ خروجی (V)	۰/۹	-	-
Noise Efficiency Factor	۸/۳	۴/۶	۳/۲۶
توان مصرفی ( $\mu\text{W}$ )	۰/۵۳ تا ۰/۸۳۴	۲	۰/۴۴۵ تا ۰/۸۹۵

[2] R. H. Olsson, D. L. Buhl, A. M. Sirota, G. Buzsaki, and K. D. Wise, "Band-Tunable and Multiplexed Integrated Circuits for Simultaneous Recording and Stimulation with Microelectrode Arrays" IEEE Trans. Biomedical Engineering, 2005, Vol. 52, No. 7, pp. 1303-1311.

## مراجع

[1] R. R. Harrison and C. Charles, "A Low-Power Low-Noise CMOS Amplifier for Neural Recording Applications", IEEE J. Solid-State Circuits, 2003, Vol. 38, No. 6, pp. 958-965.

- Symposium on Circuits and Systems , America, 2007, pp. 321-324.
- [11] Jirayuth Mahattanakul and Jamorn Chutichatuporn, "Design Procedure for Two-Stage CMOS Opamp With Flexible Noise-Power Balancing Scheme" IEEE Trans. Circuits and Systems, 2005, Vol. 52, No. 8, pp. 1508-1514.
- [12] M. Pletcher, "Micro Power Radio Frequency Oscillator Design", Ms.c thesis, California Berkeley Univ, 2004.
- [13] P. E. Allen and D. R. Holberg, "CMOS Analog Circuit Design". New York: Oxford Univ, 2002, pp. 73-112.
- [۱۴] امین نقاش، پرویز امیری. "مدل سازی مقاومت کاذب و بر مبنای آن طراحی یک تقویت کننده پزشکی کم نویز و کم توان جهت دریافت سیگنال ECG"، نوزدهمین کنفرانس مهندسی پزشکی ایران، تهران دانشگاه امیر کبیر، آذر ۱۳۹۱
- [15] M. S. Chae, Z. Yang, M. R. Yuce, L. Hoang, and W. Liu. "A 128-Channel 6 mW Wireless Neural Recording IC with Spike Feature Extraction and UWB Transmitter". IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 2009, Vol. 17, pp. 312-321.
- [16] R. F. Yazicioglu, P. Merken, R. Puers, and C. Van Hoof. "A 60  $\mu$ W 60 nV/rtHz Readout Front-End for Portable Biopotential Acquisition Systems" IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, Vol. 42, pp. 1100-1110.
- [17] G. Palmisano, G. Palumbo, and S. Pennisi, "Design Procedure for Two-Stage CMOS transconductance operational amplifiers : A tutorial" , Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2001, Vol. 27, pp. 179-189.
- [3] Zou Xiaodan, Xiaoyuan Xu, Libin Yao and Yong Lian, "A 1-V 450-nW Fully Integrated Programmable Biomedical Sensor Interface Chip", IEEE J. Solid-State Circuits, 2009, Vol. 44, No. 4, pp. 1067-1077.
- [4] Zou Xiaodan, "Low Power Low Noise Analog Front-End Ic Design For Biomedical Sensor Interface", Ph.D thesis, National University Of Singapore Univ, 2010.
- [5] H. Wu and Y. P. Xu, "A 1V 2.3  $\mu$ W Biomedical Signal Acquisition IC ", Proc. Int. Conf. on Solid-State Circuits. America, 2006, pp. 119-128.
- [6] T. Denison, K. Consoer, W. Santa, A. T. Avestruz, J. Cooley, and A. Kelly. "A 2  $\mu$ W 100 nV/rtHz Chopper-Stabilized Instrumentation Amplifier for Chronic Measurement of Neural Field Potentials". IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, Vol. 42, pp. 2934-2945.
- [7] D. Rowlands, D. A. James, C. Vanegas, S. Rao, and P. Lisner. "Design and Fabrication of an ECG Amplifier on Silicon Using Standard CMOS Process". in Proc. of the IEEE Sensors , America, 2003, pp:1348-1352.
- [8] T. Denison, K. Consoer, W. Santa, A.-T. Avestruz, J. Cooley, and A. Kelly. "A 2  $\mu$ W 100 nV/rtHz Chopper-Stabilized Instrumentation Amplifier for Chronic Measurement of Neural Field Potentials". in ISSCC Dig. Tech. Papers, America, 2007, ,pp:2934-2945.
- [9] W. Wattanapanitch, M. Fee, and R. Sarpeshkar, "An Energy-Efficient Micropower Neural Recording Amplifier". IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems", 2007, Vol. 1, pp. 136-147.
- [10] M. Yin and M. Ghovanloo. "A Low-Noise Preamplifier with Adjustable Gain and Bandwidth for Biopotential Recording Applications" in Proc. IEEE International